



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2003133999 A**(43) Date of publication of application: **09.05.03**

(51) Int. Cl.

H04B 1/707
H04B 7/26
(21) Application number: **2001332510**(22) Date of filing: **30.10.01**(71) Applicant: **FUJITSU LTD**
(72) Inventor: **SHIMIZU MASAHICO**
HASEGAWA TAKESHI
(54) **SPREAD SPECTRUM RAKE RECEIVER**

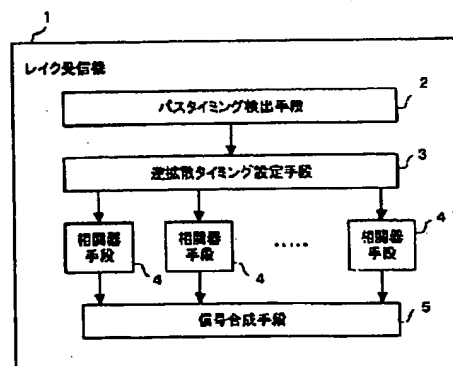
(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a rake receiver that can keep down multipath interference when using a spread spectrum communication method in multipath environment.

SOLUTION: A rake receiver comprises a means 2 for detecting a path timing for multipath, a means 3 for setting that path timing as a inverse spread timing as well as, for delay time period between any two of paths, to set two path timings at symmetrical positions to one of the path timing about the other path timing as inverse spread timing for every pairs of paths, two or more means 4 to call for inverse spread signals for receive signals in response to each of the set timings, and a means 5 to combine outputs from two or more of the means 4.

COPYRIGHT: (C)2003,JPO

本発明のレイク受信機の原理構成ブロック図



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-133999

(P2003-133999A)

(43)公開日 平成15年5月9日(2003.5.9)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード^{*}(参考)

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D 5 K 0 2 2

7/26

H 0 4 B 7/26

N 5 K 0 6 7

D

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 17 頁)

(21)出願番号 特願2001-332510(P2001-332510)

(22)出願日 平成13年10月30日(2001.10.30)

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 清水 昌彦

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 長谷川 剛

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 100074099

弁理士 大曾 義之 (外1名)

最終頁に続く

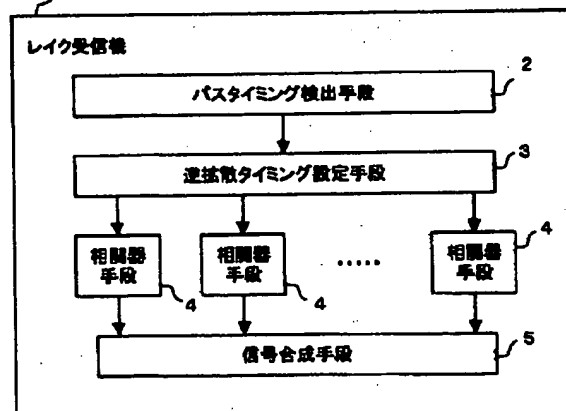
(54)【発明の名称】 スペクトラム拡散レイク受信機

(57)【要約】

【課題】 マルチバス環境におけるスペクトラム拡散通信においてマルチバス干渉を抑圧する。

【解決手段】 マルチバスのバスタイミングを検出する手段2と、そのバスタイミングを逆拡散タイミングとして設定し、任意の2つのバスの間の遅延時間分だけ、一方のバスタイミングを中心に、他方のバスタイミングと対称の位置の2つのタイミングを逆拡散タイミングとして、2つのバスの組合わせのすべてに対して設定する手段3と、設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号を求める複数の手段4と、複数の手段4の出力を合成する手段5とを備える。

本発明のレイク受信機の原理構成ブロック図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、

マルチパスのバスタイミングを検出するバスタイミング検出手段と、

該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意の2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該2つのパスのうちの一方のパスのタイミングを中心として、他方のバスタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとして、2つのパスの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、

該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、
該複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【請求項2】 前記レイク受信機が送信側から既知信号を含む信号を受信すると共に、

該既知信号と前記信号合成手段による合成後の信号との2乗平均エラーを最小とするアルゴリズムを用いて信号合成用の重み係数を生成する重み係数生成手段を更に備え、

前記信号合成手段が、該重み係数を用いて前記複数の相関器手段の出力の重み付け合成を行うことを特徴とする請求項1記載のレイク受信機。

【請求項3】 スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、

マルチパスのバスタイミングを検出するバスタイミング検出手段と、

該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意の2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該2つのパスのうちの一方のパスのタイミングを中心として、他方のバスタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとして、2つのパスの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、

該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、

該複数の相関器手段の出力する逆拡散信号の干渉成分の相関を求め、該相関を無くすための変換行列を生成する変換行列生成手段と、

該生成された変換行列を用いて、前記複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【請求項4】 スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、

マルチパスのバスタイミングと、受信電力最大のバスタイミングとを検出するバスタイミング検出手段と、

該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意のパスと受信電力最大のパス

との2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該任意のパスのタイミングを中心として、受信電力最大のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にあるタイミングを逆拡散のタイミングとして、受信電力最大のパスを除く任意のパスと受信電力最大のパスとの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、
該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、
該複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【請求項5】 スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、

マルチパスのバスタイミングと、受信電力最大のバスタイミングとを検出するバスタイミング検出手段と、

該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意のパスと受信電力最大のパスとの2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該任意のパスのタイミングを中心として、受信電力最大のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にあるタイミングを逆拡散のタイミングとして、受信電力最大のパスを除く任意のパスと受信電力最大のパスとの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、

該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、

前記任意のパスのタイミングと前記対称の位置にあるタイミングとに対応する2つの相関器手段の出力の重み付け合成を、前記組合わせの全てに対して実行する重み付け合成手段と、

該重み付け合成手段の重み付け合成結果の全てと前記受信電力最大のパスのタイミングに対応する相関器手段の出力とを合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はスペクトラム拡散方式に係り、更に詳しくはマルチパス環境での受信ダイバーシティ方式として、伝搬路の多重反射によって、様々な遅延時間差をもってアンテナに到来する信号の時間領域での最大比合成を行うレイク受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 スペクトラム拡散、またはスペクトル拡散通信方式は移動体通信の最も基本的な技術として広範囲に利用されている。

【0003】 スペクトラム拡散通信の最も単純なモデルとしての直接拡散(DS)方式では、送るべき情報信号の周期Tに対して、その1/100から1/1000程度のチップ幅Tcを持つPN信号を拡散信号として変調、すなわち乗算してスペクトルを広げて受信側に送信する。

【0004】 受信側では雑音に埋もれた信号から、逆拡

散によって信号成分を検出する。逆拡散とは、基本的に受信信号中のPN信号と同じ位相の同一PN信号を受信信号に乗じて、復調を行うことである。

【0005】しかしながら直接波の他に多くの反射波が存在するようなマルチパス環境においては、様々な遅延時間差をもって受信される信号を適切に合成することによって、正しい信号成分を検出する必要がある。

【0006】このような従来技術の1つとして、レイク(Rake)方式がある。レイクとは英語で“くまで”の意味であり、レイク方式は“くまで”のように伝送路の遅延分散により分散した信号パワーを1つに集めて最大比合成を行うダイバーシティ方式である。

【0007】従来のレイク受信機では、既知の信号を用いてマルチパスが到着する複数のパスタイミングを見つけ、このタイミングを復調器に知らせて、復調器ではこのタイミングで逆拡散を行い、マルチパスの信号を合成することにより、希望信号を復調する。

【0008】図20は、例えば移動通信端末としてのレイク受信機の従来例の全体構成を示すブロック図である。同図において受信機はアンテナ100、無線受信部101、A/D変換部102、マルチパスの複数のパスのタイミングを検出するサーチ103、サーチ103によって検出された複数のパスのタイミングに対応して複数のパスに対する逆拡散を行う逆拡散タイミング生成部および逆拡散部104、複数のパスの信号を合成する信号合成部105、信号合成部105の出力を受けてディスプレイやスピーカなどに受信信号を出力するチャンネルコーデックなどの信号処理部106、複数のパスの受信信号のレベルなどを測定し、信号合成部105に信頼度情報や信号レベル情報を与え、また基地局への送信電力制御情報を送信部に与えるレベル測定部107、レベル測定部107からの制御情報に対応して、キーボードやマイクからの入力を送信するための送信部108から構成されている。

【0009】図21は、図20における信号復調部、すなわち図20の逆拡散タイミング生成部および逆拡散部104の詳細構成ブロック図である。同図において、復調部は拡散符号発生器110、複数の遅延制御部111、およびそれに対応する複数の相関器112によって構成されている。

【0010】拡散符号発生器110は逆拡散のための符号を発生し、遅延制御部111はサーチ103によって検出されたマルチパスのタイミング $t_1 \sim t_N$ のそれぞれに対応する複数の相関器112の遅延動作を制御し、各相関器112は遅延制御部111によって制御される逆拡散タイミングに対応してA/D変換部102からの受信信号に対する逆拡散を行い、それぞれ逆拡散信号1～逆拡散信号Nを信号合成部105に与え、信号合成部105はそれらの信号を合成して復調信号を出力する。この逆拡散信号にはそれぞれのマルチパスの伝搬路

係数に対応するチャンネル推定用信号も含まれる。

【0011】図22は復調部の他の従来例としてのMMSE(ミニマム ミーン スクエアエラー)受信機の構成例である。このMMSE受信機では、送信側から送信信号に含まれて送られる既知信号から求められたチャンネル推定値、例えばレファレンス信号と、タップ付き遅延線で作られるトランスバーサルフィルタ124の出力とを重み付け合成するための重み係数がMMSE重み係数生成器123によって生成される。すなわち、合成後の信号とレファレンス信号との2乗平均が最小となるように、例えばCCD素子を利用して相関値を瞬間的に検出するマッチトフィルタ122の出力に対する重み付けが行われる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、例えば図21においてはマルチパスの各パスのタイミングそのものを用いて逆拡散が行われる。あるタイミングで逆拡散をした場合には、そのタイミング以外のパスに対応する信号は全て干渉となる。特にCDMA方式の基地局からの下りリンクで複数のチャンネルに対して直交拡散符号を用いているような場合には、マルチパス干渉のために受信特性が劣化するという問題点があった。

【0013】図23はこのようなマルチパス干渉の説明図である。同図は、基地局から移動機に対して2つのパスの信号が到達する伝搬環境におけるマルチパス干渉の説明図である。

【0014】基地局から直交拡散符号を用いて拡散された信号を多重して送った場合、パスAのタイミングで逆拡散すれば、パスAを経由して到着した信号については逆拡散タイミングが正しく、かつ多重した拡散符号が直交していることによって希望信号だけが残し、理想的には干渉は発生しない。

【0015】しかしながらパスBを経由して到着した信号については、逆拡散タイミングが正しくないために、希望信号成分を含めて全てが干渉となってしまう。パスBのタイミングで逆拡散を行う場合にも、同様にパスAからの全ての信号が干渉となる。特に多重信号の全ての電力が希望信号の電力に比べて大きい場合にはマルチパス干渉が大きくなるという問題点があった。

【0016】本発明の課題は、上述の問題点に鑑み、マルチパス環境でスペクトラム拡散方式を用いる場合に、マルチパス干渉を抑圧できるレイク受信機を提供することである。

【0017】

【課題を解決するための手段】図1は本発明のレイク受信機の原理構成ブロック図である。同図はマルチパス環境でスペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機1の原理構成ブロック図である。

【0018】図1においてパスタイミング検出手段2は、例えばパスサーチであり、マルチパスのパスタイ

ミング、例えばN個のパスのタイミングを検出する。逆拡散タイミング設定手段3は、検出されたパスのタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意の2つのパスのタイミングの間の遅延時間の分だけ、その2つのパスのうちの一方のパスのタイミングを中心として、他方のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとして、2つのパスの組合わせの全てに対して設定するものである。

【0019】複数の相関器手段4は、設定された各タイミングに対応して送信側から送られた信号の、例えばA/D変換結果の信号の逆拡散信号をそれぞれ求めるものであり、信号合成手段5は複数の相関器手段4の出力を合成し、復調信号を出力するものである。

【0020】発明の実施の形態においては、レイク受信機が送信側から既知信号を含む信号を受信するとともに、その既知信号と信号合成手段5による合成後の信号との2乗平均エラーを最小とするアルゴリズムを用いて、信号合成用の重み係数を生成する重み係数生成手段を更に備え、信号合成手段5がその重み係数を用いて複数の相関器手段4の出力の重み付け合成を行うこともできる。

【0021】また実施の形態においては、逆拡散タイミング設定手段3が、検出されたパスのタイミングと前述の2つのパスの組合わせの全てに対するそれぞれ2つのタイミングとに加えて、以上の全てのタイミングの前後数チップ内のチップ位置のそれぞれ複数のタイミングを逆拡散タイミングとして設定することもでき、また前述のパスのタイミングとそれぞれ2つのタイミングとに加えて、2つのパスの組合わせの全てに対して、一方のパスのタイミングを起点として、他方のパスのタイミングの方向に前記遅延時間分の複数倍以内の整数倍の距離にある複数のタイミングを逆拡散タイミングとして設定することもできる。

【0022】また本発明のレイク受信機は、前述のパスタイミング検出手段2、逆拡散タイミング設定手段3、複数の相関器手段4に加えて、複数の相関器手段4の出力する逆拡散信号の干渉成分の相関を求め、その相関をなくすための変換行列を生成する変換行列生成手段と、生成された変換行列を用いて複数の相関器手段4の出力を合成する信号合成手段とを備える。

【0023】更に本発明のレイク受信機は、マルチパスのパスのタイミングと受信電力最大のパスタイミングとを検出するパスタイミング検出手段と、検出されたパスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定すると共に、任意のパスと受信電力最大のパスとの2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、その任意のパスのタイミングを中心として、受信電力最大のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にあるタイミングを逆拡散のタイミングとして、受信電力最大のパスを除く任意のパス

スと受信電力最大のパスとの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備える。

【0024】また本発明のレイク受信機は、直前に述べたパスタイミング検出手段、逆拡散タイミング設定手段、および複数の相関器手段と、前述の任意のパスのタイミングと前述の対称的な位置にあるタイミングとに対応する2つの相関器手段の出力の重み付け合成を前述の組合わせの全てに対して実行する重み付け合成手段と、重み付け合成手段の重み付け合成結果の全てと、受信電力最大のパスのタイミングに対応する相関器手段の出力とを合成する信号合成手段とを備える。

【0025】実施の形態においては、重み付け合成手段が任意のパスと電力最大のパスとのチャネル推定値、送信側から受信した信号のA/D変換結果、およびチャネル推定用信号と1つのパスの信号との電力比を表わす定数を用いて、前記対称の位置にあるタイミングに対応する相関器手段の出力に乘ずべき重み係数を求める重み係数算出手段を更に備えることもできる。

【0026】この場合、重み係数算出手段が前述の定数の値として送信側から通知される値を用いることもでき、また前記A/D変換結果の信号の平均電力、逆拡散によって求められるべき希望信号成分の電力、および前述の対称の位置にあるタイミングに対応する相関器手段の出力信号の平均電力を用いて計算される値をその定数の値として用いることもできる。

【0027】以上のように本発明によれば、マルチパスのパスタイミングに加えて、干渉成分の抑圧を行うためのタイミングが逆拡散のタイミングとして設定され、設定された各タイミングに対応する逆拡散信号の合成が行われる。

【0028】

【発明の実施の形態】本発明においては、マルチパス環境でのスペクトラム拡散方式において、受信側であるパスに対応するタイミングで逆拡散を行うにあたって他のパスの信号による干渉を抑圧するために、2つのパスのタイミングの時刻の差を用いて新たなタイミングを設定し、そのタイミングでの逆拡散を追加することによって干渉を抑圧することになるが、まずその原理について説明する。

【0029】マルチパスの信号をあるタイミングで逆拡散する時、干渉を生ずるパスの信号は、逆拡散の相互相関値と伝搬路の減衰係数などで決定される。逆拡散の相関値は、パスを経由して到着した信号のタイミングと、逆拡散のタイミングとの間の遅延で決まる定数となる。

【0030】図2は逆拡散のタイミングに対して5チップ分遅れて、あるパスを経由して到着した信号に対する逆拡散の説明図である。この時の逆拡散は、復調しよう

としている1つ前のシンボルの最後から5チップ目と、拡散符号の最初のチップの積で始まる逆拡散となり、受信信号が5チップ遅延しているために正しく逆拡散されないことになる。

【0031】A、Bの2つのパスについて、Aのバスタイミングで逆拡散した場合のBの逆拡散の相関値をXとし、AとBのバスタイミングの間の遅延時間と同じだけ、AからBと反対の方向に動かしたタイミングで逆拡散を行った時のAの逆拡散の相関値をYとすると、XとYとは等しくなる。本実施形態ではこの関係を利用し

$$v_A = \alpha S + \beta I_1 + n_A$$

次にパスBのタイミングと対称となるタイミング、すなわち仮想のパスA'のタイミングで逆拡散した信号を次

$$v_{A'} = \alpha I_1 + \beta I_2 + n_{A'}$$

ここで、 α 、 β は伝搬路係数、Sは逆拡散された希望信号成分（ここで希望信号とは拡散符号に対応して逆拡散されるべき本来の信号を意味する。）、 I_1 は信号のタイミングに対してAとBのバスタイミングの間の遅延時間だけずれたタイミングで逆拡散した場合に生じる干渉成分、 I_2 はAとBのタイミングの間の遅延時間の2倍ずれたタイミングで逆拡散した場合に生じる干渉成分、 n_A 、 $n_{A'}$ はA、A'のそれぞれのバスタイミングで逆

$$u_A = v_A + w v_{A'} = \alpha S + m_A$$

この式で干渉成分 m_A は次式によって与えられる。

$$m_A = (w\alpha + \beta) I_1 + w\beta I_2 + n_A + w n_{A'} \quad (4)$$

この干渉成分の平均電力を最小にするように重み係数 w を決める必要がある。 I_1 、 I_2 のそれぞれの平均電力を I^2 、 n_A 、 $n_{A'}$ のそれぞれの平均電力を N^2 とし、それぞれの成分の間に相関がないことを利用する

$$P_A' = E(|m_A|^2) = (|w\alpha + \beta|^2 + |w\beta|^2) I^2 + (1 + |w|^2) N^2 \quad (5)$$

ここで $E(x)$ は x の平均値を示す。干渉電力 P_A' を最も小さくする重み係数 w は次式を満足する値として与

$$dP_A' / dw = 0 \quad (6)$$

この式を解くことにより、 w は次式となる。なお*は共役複素数を示す。

$$w = -\frac{\alpha^* \beta I^2}{(|\alpha|^2 + |\beta|^2) I^2 + N^2} \quad (7)$$

【0041】(7)式において雑音成分がない場合には $N^2 = 0$ となり、 w は次式となる。

$$w = -\frac{\alpha^* \beta}{|\alpha|^2 + |\beta|^2} \quad (8)$$

【0043】この場合には合成前の v_A の平均干渉電力

$$P_A = |\beta|^2 I^2 \quad (9)$$

これに対して合成後の平均干渉電力は次式となる。

【0044】

*て、干渉電力を小さくして、干渉の抑圧を行う。

【0032】すなわち、図3に示すように、Aのバスタイミングで逆拡散した場合の信号 v_A の干渉成分を抑圧するために、Aのバスタイミングを中心としてパスBのタイミングと対称となるA'のタイミングで逆拡散した信号 $v_{A'}$ にある重み係数を乗じて v_A と合成することによって、 v_A の干渉成分を抑制する。この重み係数 w の求め方について、以下に説明する。

【0033】パスAのタイミングで逆拡散した時の逆拡散信号を次式で表わす。

(1)

※式で表わす。

【0034】

(2)

★拡散した時の雑音成分を示す。

【0035】なお、 I_1 、 I_2 等は物理的には例えば電流に比例する量、 v_A 等は電圧に相当する量であり、インピーダンスを一定と考えると I_1 の時間的平均電力は I_1^2 の形で表わされる。

【0036】 $v_{A'}$ に重み係数 w を掛けて v_A と合成した信号を u_A とすると、 u_A は次式によって与えられる。

(3)

【0037】

(4)

☆と、干渉成分 m_A の平均電力 P_A' は次式によって与えられる。

【0038】

◆えられる。

【0039】

*【0040】

【数1】

40※【0042】

※【数2】

【数3】

$$P_i' = \frac{|A|^2}{|a|^2 + |A|^2} |A|^2 P^2$$

(10)

【0045】(9)式と(10)式を比較することによって、平均干渉電力が小さくなることが明らかである。図4は本発明の第1の実施形態における復調器の構成ブロック図である。同図において復調器は受信したアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器10、マルチバスの各バスのタイミングを検出するサーチ11、サーチ11の出力を用いて逆拡散のタイミングを制御する逆拡散タイミング制御部12、逆拡散のために拡散符号を発生する拡散符号発生器13、複数の相関器14、それぞれの相関器に対応して逆拡散タイミング制御部12の制御に基づいて逆拡散のタイミングを制御するための遅延制御部15、および各相関器14の出力を合成する信号合成部16から構成されている。なお各相関器14の出力は前述の伝搬路係数に相当するチャネル推定用信号を含んでいる。

【0046】ここでチャネル推定とは、例えばQPSK変調方式で送信側で送信した4つのシンボルがI-Q平面上でa, b, c, dの4点で表わされ、受信側で点a', b', c', d'として受信されたとき、例えば2つのベクトル外1の絶対

【0047】

【外1】

$$\overrightarrow{oa}, \overrightarrow{oa'}$$

【0048】値の比と成す角に対応する伝搬路係数を用いて点a'から点aの位置を推定すること、すなわち座標系の推定を行うことに相当する。なお、本実施形態ではこのチャネル推定は信号合成部16によって行われるものとする。

【0049】第1の実施形態においては、マルチバスのうちの任意の2つのバスA, Bに対応して、図3で説明したようにバスAのタイミングがバスBのタイミングより早いとすると、図3で説明したA'のタイミングと、BのタイミングとAのタイミングの間の遅延時間だけBのタイミングより遅れたタイミングでの逆拡散が行われる。

【0050】なお、この第1の実施形態では(1)～(10)式で説明した干渉抑圧のための逆拡散信号の重みづけ合成は信号合成部16によって行われるものとし、その合成の詳細は第7の実施形態として後述する。

【0051】図5は第1の実施形態における逆拡散タイミング制御部による逆拡散タイミング制御の説明図である。サーチ11によってバスタイミングとしてt₁からt_NまでのN個のタイミングが検出されたとすると、例えばバスタイミングt₁よりも時刻が前の逆拡散タイミングとして2t₁ - t₂, 2t₁ - t₃, ..., 2t₁ - t_NのN-1個の逆拡散タイミングが、t₁の逆

拡散タイミングに追加して与えられることになる。

【0052】図6は図4におけるサーチ11におけるバスサーチ処理のフローチャートである。同図において、まずステップS1でA/D変換部10から、例えばチャネル推定等に用いる既知信号の変換信号が受け取られ、ステップS2で複数のタイミングで逆拡散が行われ、ステップS3でフェージングや干渉雑音の影響を低減するために各タイミング毎に数シンボル分の電圧積分が求められ、ステップS4で各タイミング毎に電圧積分後の信号が電力積分される。

【0053】マルチバスの信号合成においては当然電力が大きなタイミングのバスの信号を合成することが有効であるため、ステップS5で電力が大きなタイミングのバスが選択され、タイミングが近いバスの間では信号、干渉雑音の相関も高く、合成利得も小さいため、ステップS6で選択されたバスに近いタイミングのバスが除去され、残ったバスタイミング、図5ではt₁～t_NのN個のバスタイミングに対応して、ステップS7で逆拡散タイミングが決定される。

【0054】図7は第2の実施形態における復調器の構成ブロック図である。この第2の実施形態においては、第1の実施形態におけるように任意の2つのバスタイミングの間で干渉成分を抑圧するための2つの新しい逆拡散タイミングが設定される代わりに、サーチによって最も信号電力が大きなバスのタイミングが検出され、そのバスのタイミングと他の任意のバスのタイミングとの間で干渉成分を抑圧するための新たな逆拡散タイミングの設定が行われる。

【0055】すなわち図7において、最大バス検出部20によってサーチ11により検出された、例えばN個のバスタイミングのうちで、信号電力が最も大きなバスのタイミングが検出され、そのタイミングを用いて逆拡散タイミング制御部21によって逆拡散タイミングが設定されて、復調動作が行われる。

【0056】図8は第2の実施形態における逆拡散タイミング制御部21の動作の説明図である。同図においては、サーチ11によって検出されたバスタイミングとしてのt₁～t_Nの中で、信号電力が最大のバスのタイミングとしてt_kが検出され、逆拡散タイミング制御部21に与えられる。そして逆拡散タイミング制御部21によって、例えばそれぞれのバスタイミングに一致する逆拡散タイミングの前に2t₁ - t_k, 2t₂ - t_k, ..., 2t_N - t_kが逆拡散タイミングとして設定される。

【0057】図9は本発明の第3の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図である。この第3の実施形態では、例えば図5、または図8で説明した逆

散タイミングに加えて、それぞれの逆拡散タイミングの前後数チップ分のタイミングの逆拡散タイミングが追加される。

【0058】すなわち例えば逆拡散タイミング t_1 に対して、チップ区間を T とする時、前後 M チップまでの逆拡散タイミング、すなわち逆拡散タイミング t_1 の前に $t_1 - MT$, $t_1 - (M-1)T$, \dots , $t_1 - T$ が追加され、また逆拡散タイミング t_1 の後に $t_1 + T$, \dots , $t_1 + (M-1)T$, および $t_1 + MT$ の逆拡散タイミングが追加される。

【0059】図10は第4の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図である。この第4の実施形態においては、例えば図5または図8で説明した逆拡散タイミングに加えて、例えば信号電力が最も大きなパスとその他の任意のパスとの間の遅延時間と等間隔で、更に前、または後に複数個の逆拡散タイミングが追加される。例えば逆拡散タイミング t_1 の前に、図8における $2t_1 - t_k$ のタイミングに加えて、 $(M+1)t_1 - Mt_k$, $Mt_1 - (M-1)t_k$, \dots , $3t_1 - 2t_k$ の逆拡散タイミングが追加される。

【0060】図11は本発明の第5の実施形態における復調器の構成ブロック図である。同図を例えば第1の実施形態における図4と比較すると、各相関器14の出力が入力される雑音・干渉の相関行列生成部26、その出力が与えられる相関行列対角化・変換行列生成部27が追加され、信号合成部16に代わって相関行列対角化・変換行列生成部27によって生成された行列を用いて、複数の相関器14の出力の合成を行う変換行列による入力信号変換および最大比合成部28を備えている点が異なっている。

【0061】一般に受信側においては、信号対干渉電力比(SIR)を最も大きくするように受信機が構成される。あるシンボルに対する複数の受信信号を合成する場合には、雑音・干渉の相関をなくした後に、各受信信号*

$$\left. \begin{aligned} v_i &= a_k s_i + n_i \\ v_j &= a_k s_j + n_j \end{aligned} \right\}$$

【0067】ここで a_k はパイロットパターンなどと呼ばれる既知のシンボルパターンであり、 s_i は i 番目の相関器出力における希望信号成分の大きさを示し、 n_i は雑音・干渉成分を表わす。

【0068】図12において、2つの相関器のチャンネル推定用逆拡散信号から既知のシンボルパターン a_k をキャンセル(図には示していない)した後に、それぞれの相関器出力の複数シンボル分を電圧平均部31、および電圧平均部33によって平均することにより、雑音・干渉成分を減衰させ、希望信号成分のみが取り出される。

【0069】そして減算器32, 34によって、逆拡散信号から雑音・干渉成分のみが取り出され、 j 番目ここでは第2の相関器側の減算器34の出力の共役複素数が

*の希望信号の振幅レベルと雑音・干渉の電力との比を重み係数として信号合成を行うことによって、SIRが最大となることが知られている。第5の実施形態では雑音・干渉の相関行列を求めて、その対角化、すなわち各雑音・干渉成分の相関をなくす変換行列を生成し、その変換行列を用いて受信信号を変換した後に信号を合成し、SIRを最大とする動作が行われる。

【0062】すなわち第4の実施形態までにおいては、逆拡散された信号の干渉・雑音成分はお互いに相関を持っているため、そのまま振幅レベルと干渉レベルに基づいて合成してもSIRの値を最大にすることができない。第5の実施形態においては、干渉・雑音の間に相関がない信号として複数の受信信号に対する合成が行われるため、合成後の信号品質の向上が実現される。

【0063】このような雑音・干渉の相関行列を生成し、相関行列対角化・変換行列を生成し、その変換行列を用いて入力信号の変換を行う技術は公知のものであるが、本実施形態に適用する意味でその概要について次に説明する。

【0064】図12は雑音・干渉の相関行列生成部26の動作説明図である。同図は複数の相関器14のうちで、2つの相関器の出力に対応する2行、2列の相関行列生成の動作の説明図である。なお本実施形態においては各相関器14からは、基本的にチャンネル推定用(逆拡散)信号とそれぞれの逆拡散タイミングに対応する逆拡散希望信号(信号合成の対象となる信号)との2つがコードの異なる信号として出力されるものとする。

【0065】一般に相関行列の i 行、 j 列の要素の生成を行う場合には、 i 番目の相関器の出力としてのチャンネル推定用逆拡散信号 v_i 、 j 番目の相関器の出力としてのチャンネル推定用逆拡散信号 v_j を用いて、その要素の生成が行われる。 v_i および v_j を次式で表わす。

【0066】

【数4】

(11)

求められ、その結果が減算器32の出力と乗算器35によって乗算され、乗算器35の出力はそのまま1行、2列の成分として、乗算器35の出力の共役複素数が2行、1列の成分として求められる。

【0070】また減算器32の出力の絶対値が絶対値2乗部36によって2乗され、1行、1列の成分が、更に減算器34の出力が絶対値2乗部37によって2乗されて2行2列の成分が求められる。

【0071】次に雑音・干渉の相関行列の対角化・変換行列の生成方法について説明する。図12で説明したようにして求められた雑音・干渉の相関行列(N 次の正方行列)を次式の 外2 とする。

【0072】

【外2】

 x_0

$$X_0 = (x_{0,i,j})$$

* 【0073】

*

【数5】

(12)

【0074】i番目の相関器の出力の雑音・干渉成分 n_i に含まれる、1番目の相関器の出力の雑音・干渉成分 n_1 による成分は $x_{0,i,1} \cdot n_1 / x_{0,1,1}$ となる。ここでjはi+1からNまでの値である。従って n_i からこの値を減算することによって、i番目の相関器の出力の雑音・干渉成分から、1番目の相関器の出力の雑音・干渉成分との相関成分をなくすることができる。

【0075】このような変換を1番目の相関器の出力以外の全ての相関器の出力に対して行うことによって、1※

$$S_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{x_{0,2,1}}{x_{0,1,1}} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ & & \vdots & & & & \\ -\frac{x_{0,N,1}}{x_{0,1,1}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

【0079】変換後の雑音・干渉の相関行列 外4
は、その1行目と1列目が1, 1成分

【0080】

【外4】

 x_1

【0081】を除いて全て0となるような行列である。
他の成分は次式で与えられる。

【0082】

【数7】

$$x_{1,i,j} = x_{0,i,j} - \frac{x_{0,i,1} x_{0,j,1}}{x_{0,1,1}} \quad (14)$$

20★【0083】続いて、この行列を新たな相関行列として、3番目以降の相関器の出力の雑音・干渉成分に対して2番目の相関器の出力の雑音・干渉成分との相関をなくすための変換行列を求める。この変換行列は次式によって与えられる。

【0084】

【数8】

$$S_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_{1,2,2}}{x_{1,2,2}} & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ & & \vdots & & & & \\ 0 & -\frac{x_{1,N,2}}{x_{1,2,2}} & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (15)$$

【0085】このような操作を繰り返し、全ての相関器の出力の雑音・干渉成分の間の相関をなくすることができる。最終的な変換行列 外5 は、以上の操作によって求め

【0086】

【外5】

$$S = S_{N-2} \dots S_1 S_0$$

☆

S

【0087】られたそれぞれの変換行列を乗算することによって、次式のように生成される。

【0088】

【数9】

(16)

【0089】図13は雑音・干渉の相関行列の対角化・変換行列の生成処理フローチャートである。同図において処理が開始されると雑音・干渉の相関行列の入力に対して、ステップS11で(14)式を用いて雑音・干渉の相関行列 外6 の各成分

【0090】

【外6】

 x_1

【0091】が求められ、ステップS12で1番目の相関器の出力の雑音・干渉成分との相関を、2番目以降の

相関器の出力の雑音・干渉成分との間でなくすための変換行列が(13)式を用いて求められ、ステップS13で以上の操作が繰返され、全ての相関器の出力の雑音・干渉成分の間の相関をなくすための変換行列が求められる。

【0092】図14は第6の実施形態における復調器の構成ブロック図である。同図を第1の実施形態における図4と比較すると、図22で説明したMMSE受信機を構成するMMSE重み係数生成器40が追加され、その出力する重み係数を用いて重み付け信号合成部41によ

$$v_i = a_k s_i + n_i$$

トランスバーサルフィルタの重み係数を w_i とすると、合成信号は次式によって与えられる。

$$v_k(w) = \sum_i w_i v_i$$

【0096】既知信号 a_k との2乗平均エラーは次式となる。

$$f(w) = \sum_k |v_k(w) - a_k|^2$$

【0098】このエラーを最小にするように重み係数 w_i が決定される。この決定のためのアルゴリズムとしては、例えばLMS(リーストミーンスクエア)アルゴリズムが用いられる。

【0099】図15は第7の実施形態における復調器の構成ブロック図である。同図を第2の実施形態における図7と比較すると、図7の信号合成部16に対応する信号合成部44の前に、重み付け合成部43が追加されている点が異なっている。

【0100】第7の実施形態では第1の実施形態の前で説明した本発明における干渉の抑圧方式を用いる。すなわち(1)～(10)式を用いて説明したように、ある2つのバスタイミングで逆拡散した信号の干渉を抑圧するために、2つのバスタイミングの前、または後に新たな逆拡散タイミングを設定し、干渉抑圧を行うための重み係数をつけて、2つずつの逆拡散タイミングにおける逆拡散信号の重み付け加算を行う方式について詳細に説明する。

【0101】また第7の実施形態においては、第2の実施形態におけると同様に受信電力最大のバスが検出され、受信電力最大のバス以外のバスタイミング、例えば t_1 と、電力最大のバスのタイミング t_k との2つのバスタイミングを対象として、逆拡散信号の重み付け加算による干渉抑圧が行われる。

【0102】ただし、例えば図3においてAがタイミング t_1 のバス、Bがタイミング t_k のバスとする時、A'のタイミング、すなわち $2t_1 - t_k$ のタイミングでの逆拡散は設定されるが、Bのバスタイミングより後の逆拡散タイミング、すなわち $2t_k - t_1$ のタイミングでの逆拡散は行われず、逆拡散信号の重み付け加算はAとA'の2つのタイミングでの逆拡散信号についての

＊って復調信号が出力される点が異なっている。

【0093】MMSE重み係数生成器40は、相関器の出力に含まれるチャネル推定用の既知信号の逆拡散信号を、図22で説明したトランスバーサルフィルタで合成した信号と既知信号パターンの2乗平均エラーが最小となるように、トランスバーサルフィルタのタップ係数を重み係数として生成するものである。 i 番目の相関器の出力における逆拡散信号が次式によって与えられるものとする。

【0094】

(17)

※【0095】

【数10】

(18)

★【0097】

【数11】

(19)

20 み行われる。バスタイミング t_k の逆拡散信号は信号合成部44に直接与えられ、重み付け合成部43に対してはバスタイミング t_k のチャネル推定用信号のみが与えられる。

【0103】これは当然、受信電力最大のバスの方が他のバスの信号に対して干渉が大きくなり、逆に受信電力最大のバスの逆拡散信号に対する他のバスからの干渉は相対的に小さくなるためであり、図15の回路構成を簡単にするために、第7の実施形態では例えばAとA'のタイミングの逆拡散信号が重み付け合成部43によって重み付け加算され、バスBのタイミングでの逆拡散信号は直接に信号合成部44に与えられて、重み付け合成部43による加算結果と合成されて復調信号が得られることになる。

【0104】図16～図18は、図15における重み付け合成部43の構成を示す。これらの図は受信電力最大のバスのタイミング t_k と1つのバスタイミング t_1 の組に対応して、その前に設定される $2t_1 - t_k$ のタイミングの逆拡散希望信号を出力する相関器とバスタイミング t_1 の逆拡散希望信号を出力する相関器の、2つの出力を重み付け加算する部分の構成を示し、全部でN個のバスタイミングに対応してこのような回路が(N-1)組存在することになる。

【0105】図16は(7)式の重み係数に対応する回路である。(7)式の分母は受信全電力を表わし、これはA/D変換信号の電力平均部46による平均値に相当する。その平均値は逆数変換部47によって逆数とされ、乗算器49に入力される。

【0106】一方(7)式の分子の α はバスタイミング t_1 チャネル推定値に相当し、その共役複素数が求められた後に β 、すなわちバスタイミング t_k チャネル推定

値と乗算器48によって乗算され、乗算結果の複素数と逆数変換部47の出力する実数とが乗算器49によって乗算され、更に乗算器50によって実数のある定数と乗算され、符号が逆にされたものが(7)式のwとして乗算器51に与えられる。

【0107】乗算器50に与えられる定数は、現在対象としているパスの全電力とチャネル推定に用いた信号電力の比に関連するとともに、A/D変換以降の回路処理相当分に当たるものを補正するためのものである。なお第7の実施形態ではチャネル推定は重み付け合成部43

【0108】パスタイミング t_i 、逆拡散希望信号は逆拡散タイミング t_i に対応する相関器の出力信号であり、

(1)式の v_A に相当する。一方パスタイミング $2t_i - t_k$ 、逆拡散希望信号($2t_i - t_k$ はパスのタイミングではないが、便宜上このように書く。)は同様にこのタイミングにおける逆拡散に相当する相関器の出力であり、(2)式の v_A' に相当する。(3)式で説明したように v_A' に重み係数wが乗算器51によって乗算され、その結果と v_A が加算器52によって加算されることにより、この合成結果が重み付け合成部43から信号合成部44に与えられる。この時、パスタイミング t_i のチャネル推定値も信号合成部44に与えられる。

【0109】前述のように信号合成部44に対しては、サーチャによって検出されたパスタイミング $t_1 \sim t_N$ のN個のうちで、受信電力最大のパスのタイミング t_k と任意のパスタイミングとの間で干渉抑圧のための新し*

$$P_{AD} = (|\alpha|^2 + |\beta|^2) I^2 + N^2 \quad (20)$$

ここで I^2 は(5)式に関連して説明したように、1つのパスの全電力を表わし、 N^2 は雑音の平均電力を表わす。

【0113】チャネル推定用逆拡散信号、すなわち相関*

$$P_{CH} = |\alpha|^2 S^2 \quad (21)$$

チャネル推定用逆拡散信号、すなわち相関器の出力信号の平均電力は次式によって与えられる。

$$P_{DS} = |\alpha|^2 S^2 + |\beta|^2 I^2 + N^2 \quad (22)$$

なお、これらの数式においては拡散倍数などの回路演算の補正はすでに行われたものとしている。最終的に算出したい実数は S^2 / I^2 であり、次式によって与えられ☆

$$\frac{S^2}{I^2} = \frac{P_{CH}}{P_{AD} - P_{DS} + P_{CH}} \quad (23)$$

【0117】図19は以上で説明した実数値の算出回路の構成ブロック図である。同図において、A/D変換信号としての複素数の絶対値の2乗が絶対値2乗部55によって取られ、電力平均部56によって電力平均され、実数としての P_{AD} が求められる。

【0118】またチャネル推定用逆拡散信号、すなわち相関器の出力としての複素数の絶対値の2乗が絶対値2乗部57によって取られ、電力平均部58によって電力

*い逆拡散タイミングが設定され、そのタイミングと前述の任意のタイミングとの逆拡散信号の重みづけ加算が行われ、全部でN-1個の重み付け合成結果が入力されると共に、電力最大のパスのタイミングにおける相関器の出力としての逆拡散信号が直接入力され、それらの合成が行われて、復調信号が出力される。

【0110】図17は図16と同様に重み付け合成部43の構成を示す。図17では、乗算器50に与えられる定数(実数)が送信側からの通知情報として得られる点だけが異なっている、図16においては対象となっているパスの全電力とパネル推定に用いた信号電力の比が例えば固定値、またはほぼ一定であるようなシステムを対象としているのに対して、図17では、例えば携帯電話などの移動端末において、基地局側からこのような情報が制御チャネルを通じて通知される場合に対応する。

【0111】図18も重み付け合成部43の構成を示し、例えば図16で乗算器50に与えられる定数(実数)が受信機側で算出される点が異なっている。ここで受信機側での定数としての実数の算出について説明する。前述のように α 、 β を伝搬路係数として持つ2つのパスを対象として、1つのパスの全電力とチャネル推定に用いた信号の電力の比を求める。この計算ではA/D変換された信号の平均電力 P_{AD} 、チャネル推定用逆拡散信号の平均電力 P_{DS} 、および希望信号成分の電力 P_{CH} を用いることにする。

【0112】A/D変換された信号の平均電力 P_{AD} は次式によって与えられる。

※器の出力からパイロットパターンをキャンセルして電圧平均した信号の電力 P_{CH} は、チャネル推定に用いられた信号の平均電力を S^2 として次式で与えられる。

【0114】

★【0115】

☆る。

【0116】

【数12】

平均され、実数として P_{DS} が求められる。

【0119】更にチャネル推定用逆拡散信号としての複素数から、パイロットパターンキャンセル部59によってパイロットパターンがキャンセルされ、電圧平均部60によって電圧平均が求められ、その絶対値の2乗が絶対値2乗部61によって求められ、実数としての P_{CH} が求められる。

【0120】減算器62と63によって $P_{AD} - P_{DS} + P$

CHが求められ、逆数変換部64によって逆数が取られ、乗算器65によって絶対値2乗部61の出力としてのPCHとの乗算が行われて実数値が算出される。

【0121】以上において本発明の実施形態について詳細に説明したが、その中で例えばチャネル推定についてはQPSK方式を例にとって説明した。しかしながら、本発明のレイク受信機における干渉抑圧方式はQPSK変調方式に限定されることなく、直接拡散(DS)方式のスペクトラム拡散通信システムであれば、どのような変換方式をとる場合にも適用可能であることは当然である。

【0122】(付記1) スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、マルチパスのバスタイミングを検出するバスタイミング検出手段と、該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意の2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該2つのパスのうち一方のパスのタイミングを中心として、他方のバスタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとして、2つのパスの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、該複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【0123】(付記2) 前記レイク受信機が送信側から既知信号を含む信号を受信すると共に、該既知信号と前記信号合成手段による合成後の信号との2乗平均エラーを最小とするアルゴリズムを用いて信号合成用の重み係数を生成する重み係数生成手段を更に備え、前記信号合成手段が、該重み係数を用いて前記複数の相関器手段の出力の重み付け合成を行うことを特徴とする付記1記載のレイク受信機。

【0124】(付記3) 前記逆拡散タイミングを設定手段が、前記検出されたパスのタイミングと、前記2つのパスの組合わせの全てに対するそれぞれ2つのタイミングとに加えて、以上の全てのタイミングの前後数チップ以内の位置のそれぞれ複数のタイミングを逆拡散タイミングとして設定することを特徴とする付記1、または2記載のレイク受信機。

【0125】(付記4) 前記逆拡散タイミング設定手段が、前記検出されたパスのタイミングと、前記2つのパスの組合わせの全てに対するそれぞれ2つのタイミングとに加えて、前記2つのパスの組合わせの全てに対して、前記一方のパスのタイミングを起点として、他方のパスのタイミングと逆の方向に前記遅延時間分の2倍以上の整数倍の距離にある1個以上のタイミングを逆拡散タイミングとしてそれぞれ設定することを特徴とする付記1、または2記載のレイク受信機。

【0126】(付記5) スペクトラム拡散通信システム

を構成するレイク受信機において、マルチパスのバスタイミングを検出するバスタイミング検出手段と、該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意の2つのパスのタイミング間の遅延時間分だけ、該2つのパスのうち一方のパスのタイミングを中心として、他方のバスタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとして、2つのパスの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、該複数の相関器手段の出力する逆拡散信号の干渉成分の相関を求め、該相関を無くすための変換行列を生成する変換行列生成手段と該生成された変換行列を用いて、前記複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【0127】(付記6) スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、マルチパスのバスタイミングと、受信電力最大のバスタイミングとを検出するバスタイミング検出手段と、該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意のパスと受信電力最大のパスとの2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該任意のパスのタイミングを中心として、受信電力最大のバスタイミングと時間軸上で対称の位置にあるタイミングを逆拡散のタイミングとして、受信電力最大のパスを除く任意のパスと受信電力最大のパスとの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、該複数の相関器手段の出力を合成する信号合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【0128】(付記7) スペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機において、マルチパスのバスタイミングと、受信電力最大のバスタイミングとを検出するバスタイミング検出手段と、該検出されたバスタイミングを逆拡散のタイミングとして設定するとともに、任意のパスと受信電力最大のパスとの2つのパスのタイミングの間の遅延時間分だけ、該任意のパスのタイミングを中心として、受信電力最大のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にあるタイミングを逆拡散のタイミングとして、受信電力最大のパスを除く任意のパスと受信電力最大のパスとの組合わせの全てに対して設定する逆拡散タイミング設定手段と、該設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器手段と、前記任意のパスのタイミングと前記対称の位置にあるタイミングとに対応する2つの相関器手段の出力の重み付け合成を、前記組合わせの全てに対して実行する重み付け合成手段と、該重み付け合成手段の重み付け合成結果の全てと前記受信電力最大のパスのタイミングに対応する相関器手段の出力とを合成する信号

合成手段とを備えることを特徴とするレイク受信機。

【0129】(付記8)前記重み付け合成手段が、前記任意のパスと受信電力最大のパスとのチャンネル推定値、送信側から受信した信号のA/D変換結果、およびチャンネル推定用信号と1つのパスの信号との電力比を表わす定数を用いて、前記対称の位置にあるタイミングに対応する相關器手段の出力に乗すべき重み係数を求める重み係数算出手段を更に備えることを特徴とする付記7記載のレイク受信機。

【0130】(付記9)前記重み係数算出手段が、前記定数の値として送信側から通知される値を用いることを特徴とする付記8記載のレイク受信機。(付記10)前記重み係数算出手段が、前記A/D変換結果の信号の平均電力、逆拡散によって求められるべき希望信号成分の電力、およびチャンネル推定用逆拡散信号の平均電力を用いて計算される値を前記定数の値として用いることを特徴とする付記8記載のレイク受信機。

【0131】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、マルチパス環境におけるスペクトラム拡散通信において、マルチパスのタイミングで逆拡散した信号に含まれる干渉成分を抑圧した復調信号を得ることが可能となり、受信信号の信号品質が向上し、スペクトラム拡散通信の実用性の向上に寄与するところが大い。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のレイク受信機の原理構成ブロック図である。

【図2】逆拡散のタイミングに対して遅れて到着した信号に対する逆拡散の説明図である。

【図3】逆拡散タイミングのずれによる干渉成分の発生を説明する図である。

【図4】本発明の第1の実施形態における復調器の構成ブロック図である。

【図5】第1の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作の説明図である。

【図6】サーチャによるバスタイミング検出処理のフローチャートである。

【図7】第2の実施形態における復調器の構成ブロック図である。

【図8】第2の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図である。

【図9】第3の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図である。

【図10】第4の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図である。

【図11】第5の実施形態における復調器の構成ブロック図である。

【図12】雑音・干渉の相關行列生成動作の説明図である。

【図13】相關行列対角化・変換行列生成処理のフローチャートである。

【図14】第6の実施形態における復調器の構成ブロック図である。

【図15】第7の実施形態における復調器の構成ブロック図である。

【図16】重み付け合成部の第1の例の構成ブロック図である。

【図17】重み付け合成部の第2の例の構成ブロック図である。

【図18】重み付け合成部の第3の例の構成ブロック図である。

【図19】受信機側での定数算出回路の構成ブロック図である。

【図20】レイク受信機の従来例の全体構成を示すブロック図である。

【図21】復調器の従来例の構成を示すブロック図である。

【図22】復調器の他の従来例としてのMMSE受信機の構成例を示す図である。

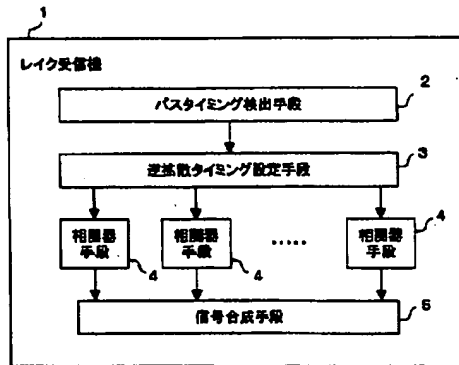
【図23】マルチパス干渉の説明図である。

【符号の説明】

- | | |
|----------------|------------------------|
| 1 | レイク受信機 |
| 2 | バスタイミング検出手段 |
| 3 | 逆拡散タイミング設定手段 |
| 4 | 相關器手段 |
| 5 | 信号合成手段 |
| 11 | サーチャ |
| 12, 21, 22, 23 | 逆拡散タイミング制御部 |
| 13 | 拡散符号発生器 |
| 14 | 相關器 |
| 15 | 遅延制御部 |
| 16, 44 | 信号合成部 |
| 20 | 最大パス検出部 |
| 26 | 雑音・干渉の相關行列生成部 |
| 27 | 相關行列対角化・変換行列生成部 |
| 28 | 変換行列による入力信号変換および最大比合成部 |
| 40 | MMSE重み係数生成器 |
| 41 | 重み付け信号合成部 |
| 43 | 重み付け合成部 |

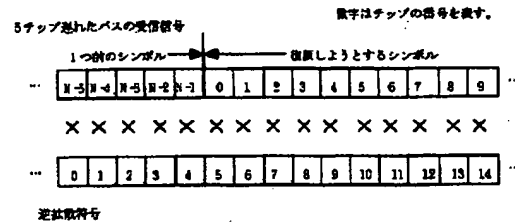
【図1】

本発明のレイク受信機の原理構成ブロック図



【図2】

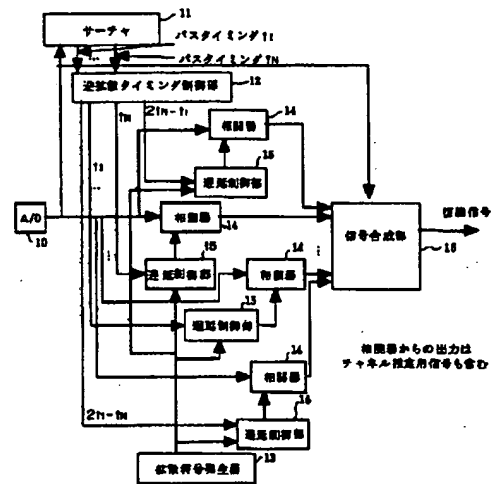
逆拡散のタイミングに対して遅れて到着した信号に対する逆拡散の説明図



受信符号と逆拡散符号の相関をすることで逆拡散を行う。
受信符号が5チップ遅れているために正しく逆拡散されない。

【図4】

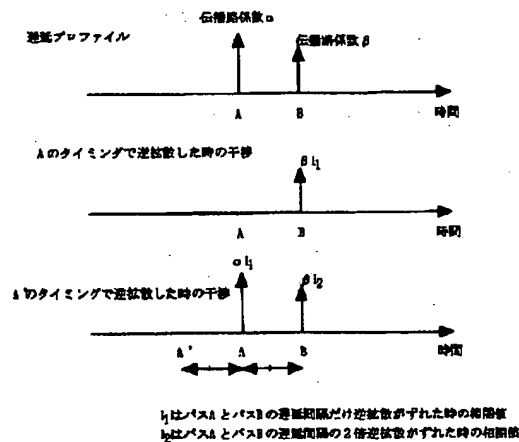
本発明の第1の実施形態における復調器の構成ブロック図



相関器からの出力は
チャネル既定用信号も含む

【図3】

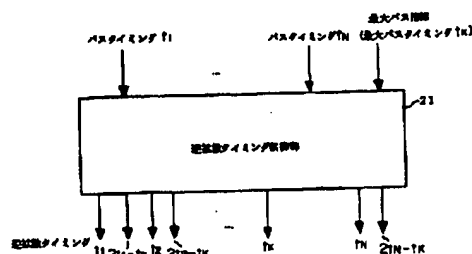
逆拡散タイミングのずれによる干渉成分の発生を説明する図



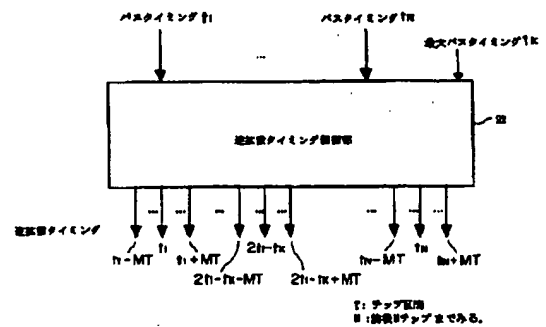
l_1 はバスAとバスBの遅延距離だけ逆拡散がずれた時の相関係数
 l_2 はバスAとバスBの遅延距離の2倍逆拡散がずれた時の相関係数

【図8】

第2の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図

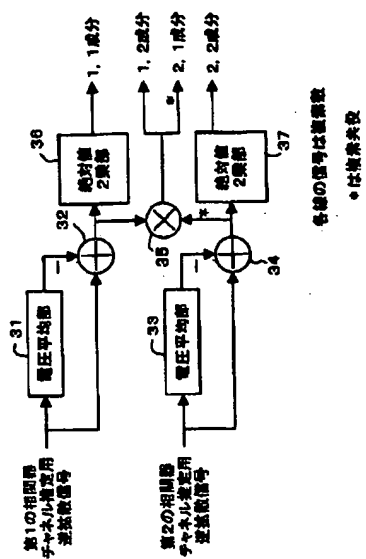


第3の実施形態における逆拡散タイミング制御部の動作説明図



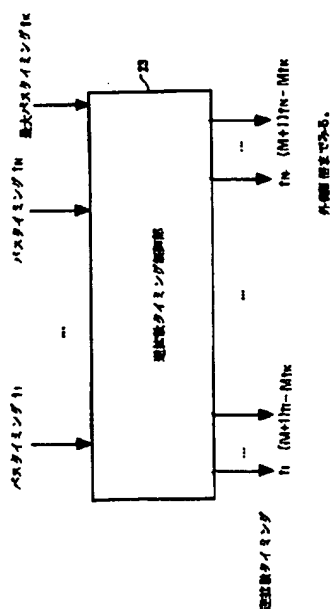
【图 12】

雑音・干渉の 相関行列生成動作の説明図



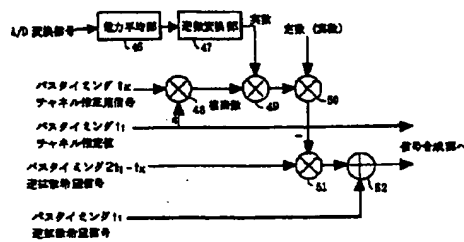
【图 10】

第4の実施形態における
逆拡散タイミング制御部の動作説明図



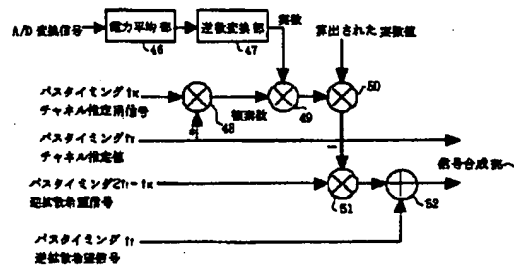
【図16】

重み付け合成部の第1の例の構成ブロック図



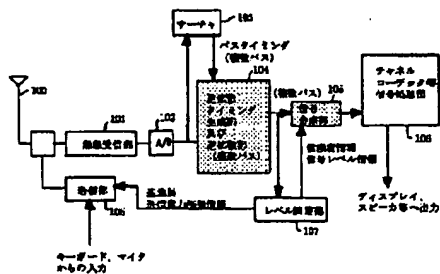
【図18】

重み付け合成部の第3の例の構成ブロック図



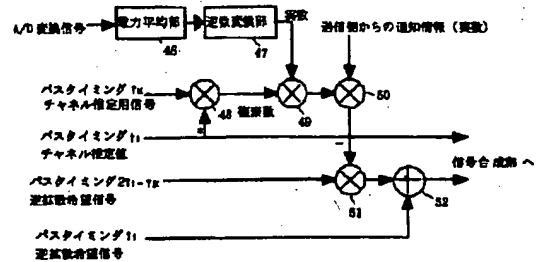
【図20】

レキ受信機の従来例の全体構成を示すブロック図



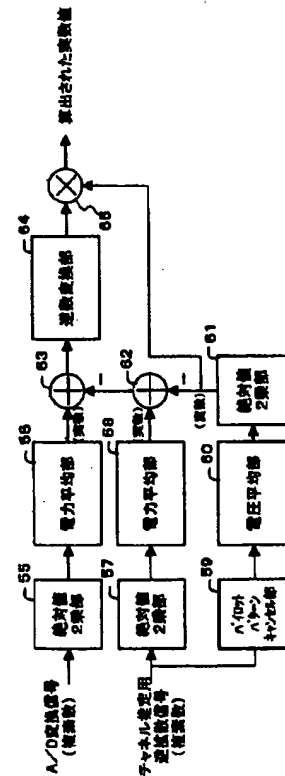
【図17】

重み付け合成部の第2の例の構成ブロック図



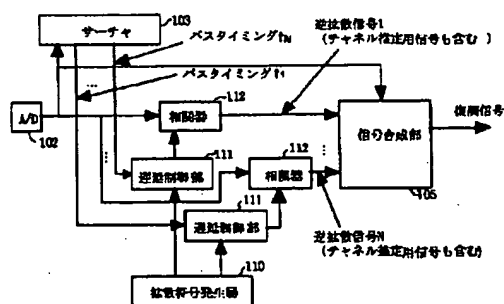
【図19】

受信機側での定数算出回路の構成ブロック図



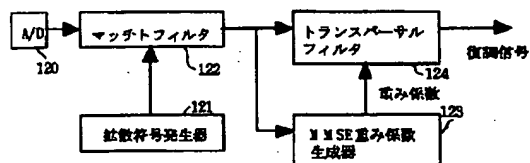
【図21】

復調器の従来例の構成を示すブロック図



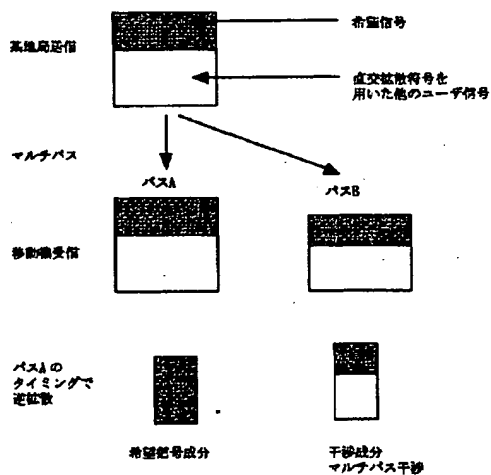
【図22】

復調器の他の従来例としてのMMSE受信機の構成例を示す図



【図23】

マルチバス干渉の説明図



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE31 EE35
5K067 AA02 CC10 CC24 DD25